

## ⑫ 公開特許公報 (A)

昭61-231889

⑬ Int. Cl. 4

H 02 P 7/63  
H 02 M 7/48

識別記号

府内整理番号

D-7531-5H  
7154-5H

⑭ 公開 昭和61年(1986)10月16日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全10頁)

⑮ 発明の名称 電圧形インバータの制御方法

⑯ 特願 昭60-72875

⑰ 出願 昭60(1985)4月5日

⑮ 発明者	松井 孝行	日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
⑮ 発明者	奥山 俊昭	日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
⑮ 発明者	藤本 登	日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
⑮ 発明者	久保田 譲	日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
⑯ 出願人	株式会社日立製作所	東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地
⑰ 代理人	弁理士 小川 勝男	外2名

## 明細書

発明の名称 電圧形インバータの制御方法

特許請求の範囲

1. 交流電動機に可変電圧可変周波の交流を供給する電圧形インバータ装置において、前記交流電動機を突進振するに先立ち、インバータ出力電圧指令に対するインバータ出力電流の特性を計測し、出力電流値に対応する電圧指令値として記憶しておく、突進振時には記憶されているインバータの出力電流値に応じた前記電圧指令値を読み出し、前記インバータ出力電圧指令に加算して補償するようにしたことを特徴とする電圧形インバータの制御方法。

発明の詳細な説明

〔発明の利用分野〕

本発明はパルス幅変調インバータにおけるトルク低下、トルクリップル及び不安定現象を防止するための電圧形インバータの制御方法に関する。

〔発明の背景〕

パルス幅変調インバータにおいては、インバ-

タを構成するP側及びN側スイッチング素子を交互に順逆制御して出力電圧をPWM制御する。しかしスイッチング素子にはターンオフ時間によるスイッチングの遅れがあるため、P側及びN側が同時にオンしないように、一方がオフした後、所定時間(デッドタイム)の後に、もう一方を遅れてオンするようにしている。従来のパルス幅変調インバータにおいては、デットタイムの影響により、特にインバータ出力周波数が低い場合において出力電圧変動が大きくなりまた重むため、インバータにより制御される電動機のトルク低下、トルクリップル及び不安定現象の発生などに問題があつた。

従来、この対策法として、特公昭59-8152号公報、特開昭59-123478号公報に記載のように、インバータの出力電流方向を検出し、この検出出力に基づいてデッドタイムの影響によるインバータ出力電圧の波形頭を、補償する補償手段を設ける方法が知られている。しかし、これらの方法では、スイッチング素子のターンオフ特性の

ばらつきや電流の大きさによるターンオフ時間の変動の影響については補償されず充分な補償が行えない。

また、この欠点を対策する方法として、「三菱電機技術報」Vol. 58. No 12. 1984 の pp27 ~28に記載のように、インバータの瞬時出力電圧を検出し、指令信号にフィードバック制御することによって出力電圧の波形歪を補償する方法が知られている。しかし、この方法では、インバータの出力電圧を検出するための検出器が必要であり、さらにインバータの出力電圧は出力周波数にはほぼ比例するために低周波数になる程、検出が厳しく充分な補償が行えない。

また、V/f制御方式においては、出力周波数が低い範囲において、電動機の1次抵抗及びインバータから電動機までの配線抵抗による電圧降下が無視できなくなり、トルクが低下する問題がある。この対策として、低周波運転では電圧制周波数比(V/f値)を上げ、電動機の空隙磁束を一定にする方法が採られているが、V/f値の調節

回路1はグレーブ接続された自己消弧素子TUP, TVP, ..., TWNと各自己消弧素子に逆並列接続された瞬間ダイオードDUP, DVP, ..., DWNとから構成される。自己消弧素子としてはトランジスタやゲートターンオフサイリスタなどのスイッチング素子が用いられる。インバータ1の各相U, V, Wの交流出力端に弱導電動機2が接続されている。弱導電動機2のU相とV相及びW相の1次電流i<sub>1</sub>, i<sub>2</sub>, i<sub>3</sub>(インバータ1の出力電流)は電流検出器3 U, 3 V, 3 Wによって検出される。電流検出器3 U, 3 V, 3 Wの検出電流i<sub>1</sub>, i<sub>2</sub>, i<sub>3</sub>はそれぞれ閾値発生器9 U, 9 V, 9 Wに加えられると共に、電流検出器3 Uの検出電流i<sub>1</sub>は直流メータ3 1に加えられる。

速度指令回路2 9の速度指令信号は電圧-周波数変換器2 8に加えられる。電圧-周波数変換器2 8は速度指令信号に比例した周波数指令信号を出力する。周波数指令信号でインバータ1の出力周波数(電動機2の1次周波数)を決定する。電

は使用者が個々のインバータに対して行う必要があり、大変に煩雑である。

#### [発明の目的]

本発明の目的は、上記の点を考慮してなされたもので、インバータ出力電圧の波形歪と抵抗電圧降下による不具合を防止できる電圧形インバータの制御方法を提供することにある。

#### [発明の概要]

本発明の特徴は、電動機の運転に先立ち、インバータを用いて電動機に直流電圧を印加し、その際の電圧指令値とインバータの出力電流値の関係をメモリに記憶しておき、突变速においては実際のインバータ出力電流を検出し、その瞬時値に対応する前記電圧指令値をメモリから読み出し、インバータの交流電圧指令にこの電圧指令値を加算することにある。

#### [発明の実施例]

第1図に本発明の一実施例を示す。第1図において、PWMインバータ1は直流電源1 1から加えられる直流電圧を交流電圧に変換する。インバ

ト指令回路8は周波数指令信号の大きさに比例した振幅で、周波数が周波数指令信号に比例した120°位相差の電圧指令パルス信号v<sub>1..0</sub>, v<sub>2..0</sub>, v<sub>3..0</sub>を出力する。電圧指令パルス信号v<sub>1..0</sub>, v<sub>2..0</sub>, v<sub>3..0</sub>はそれぞれ加算器6 U, 6 V, 6 Wに加えられる。加算器6 U, 6 V, 6 Wは電圧指令パルス信号v<sub>1..0</sub>, v<sub>2..0</sub>, v<sub>3..0</sub>と閾値発生器9 U, 9 V, 9 Wの出力信号d<sub>v1..0</sub>, d<sub>v2..0</sub>, d<sub>v3..0</sub>を図示の順序でベクトル加算し、電圧指令信号v<sub>1..0..0</sub>, v<sub>2..0..0</sub>, v<sub>3..0..0</sub>を出力する。電圧指令信号v<sub>1..0..0</sub>, v<sub>2..0..0</sub>, v<sub>3..0..0</sub>はそれぞれスイッチ回路2 4に加えられる。

直流電圧指令回路2 6の直流電圧指令信号V<sub>1..0..0</sub>は、係放器2 7 U, 2 7 V, 2 7 Wに加えられると共に、直流メータ3 0に加えられる。係放器2 7 U, 2 7 V, 2 7 Wは直流電圧指令信号v<sub>1..0..0</sub>をそれぞれ1, -1, 0倍した直流電圧指令信号V<sub>1..0..0..0</sub>, V<sub>1..0..0..0</sub>, V<sub>1..0..0..0</sub>を出力する。直流電圧指令信号V<sub>1..0..0..0</sub>, V<sub>1..0..0..0</sub>, V<sub>1..0..0..0</sub>はそれぞれスイッチ回路2 4に加えられる。スイッチ回路

24は誘導電動機2の運転に先立ち、スイッチを図示の方向(a側)に切換え、直流電圧指令信号 $V_{d..}^o$ ,  $V_{q..}^o$ ,  $V_{\phi..}^o$ を出力し、運転時にはスイッチを図示と反対側(b側)に切換え、電圧指令信号 $v_d^o$ ,  $v_q^o$ ,  $v_\phi^o$ を出力する。スイッチ回路24の出力信号はそれぞれ比較器4U, 4V, 4Wに加えられる。パルス幅変調制御のための搬送波信号を発生する発振器5の出力信号は比較器4U, 4V, 4Wに加えられる。比較器4U, 4V, 4Wはスイッチ回路24の出力信号と搬送波信号とを比較し、PWMインバータ1を構成するスイッチング素子TUP, TVP, ……, TWNをオン、オフするためのパルス幅変調パルス(PWMパルス)を発生する。ゲート回路7は比較器4U, 4V, 4Wの出力するPWMパルスに応じてスイッチング素子TUP, TVP, ……, TWNにゲート信号を与える。

次にその動作を第2図、第3図、第4図を参照して説明する。

まず、誘導電動機2の運転に先立つて、インバ

ターンオフに時間遅れがあり、PWMパルスに応じたゲート信号には、P側(正側)とN側(負側)の短絡を防止するために、第2図(b), (c)に図示する破線で示した時間 $t_0$ のオンデレイを設ける。通常オンデレイ時間 $t_0$ はスイッチング素子のターンオフ時間の2~3倍に設定される。

今、このオンデレイ時間 $t_0$ を無視してU-V相間の瞬間電圧( $= E_{u-N} - E_{v-N}$ )を求めるとき、第2図(d)の実線で示す波形となる。

次に、オンデレイ時間 $t_0$ を考慮してU-V相間の瞬間電圧を求める。インバータ1の出力電流が第1図の矢印方向(インバータ1から電動機2へ流れ込む方向)に流れているときを正極性とする。U相から見た直流電流 $i_u$ は正極性であり、V相から見た直流電流 $i_v$ は負極性となる。直流電流が正極性に流れているU相では、オンデレイ期間はP側、N側のスイッチング素子TUP, TUNはオフしており、電流は逆並列に設けられたダイオードDUNを介して流れるために、オンデレイ期間のU相の電位は-となる。また、直

流 $i_u$ を用いて誘導電動機2に直流電流 $i_u$ を流し、誘導電動機2の誘導起電力とインバータ1の電圧指令バーチャル信号との偏差を補償するための開放発生器9U, 9V, 9Wの設定方法を説明する。

誘導電動機2の運転に先立ち、スイッチ回路24は第1図示のa側に切換えられ、直流電圧指令信号 $V_{d..}^o$ は $V_{d..}^o$ ,  $V_{q..}^o$ は $-V_{d..}^o$ ,  $V_{\phi..}^o$ は0が出力される。比較器4U, 4V, 4Wは直流電圧指令信号 $V_{d..}^o$ ,  $V_{q..}^o$ ,  $V_{\phi..}^o$ と搬送波信号とを比較してPWMパルスを出力する。第2図(a)に比較器4U, 4V, 4Wに加えられる直流電圧指令 $V_{d..}^o$ ( $= V_{d..}^o$ ),  $V_{q..}^o$ ( $= -V_{d..}^o$ ),  $V_{\phi..}^o$ ( $= 0$ )と搬送波信号(発振器5の出力信号)の関係を示す。第2図(b), (c)KV相のPWMパルス、W相のPWMパルスを示す。なお、W相のPWMパルスは常に0となるので図示を省略する。

インバータ1を構成するスイッチング素子TUP, TVP, ……, TWNにはターンオン及

びターンオフに時間遅れがあり、U-V相間の瞬間電圧( $= E_{u-N} - E_{v-N}$ )は第2図(d)の実線で示す波形となる。これよりU-V相間の瞬間電圧( $= V_{u-N} - V_{v-N}$ )は第2図(d)の破線で示す波形(ハツチングを施した部分)となり、オンデレイ時間を無視した実線の波形に比べて小さくなる。

また、スイッチング素子のターンオフ時間はスイッチング素子を流れる電流(インバータ1の出力電流)の大きさによつて変化する。従つて、オンデレイ期間中におけるP側とN側のスイッチング素子が同時にオフする期間がインバータ1の出力電流の大きさによつて変化する。従つて、第2図(d)のオンデレイ時間を考慮した破線の波形のハツチング部分の大きさは、インバータ1の出力電流の大きさに応じて変化する。

このように、直流電圧指令回路26より直流電圧指令 $V_{d..}$ の大きさを与えることによつて、インバータ1を用いて誘導電動機2に直流電圧を印加し、直流電流 $i_{d..}$ を流すことができる。

ここで、誘導電動機2の誘導起電力とインバータ1の電圧指令パルス信号との偏差の原因を考える。

インバータ1の電圧指令パルス信号は誘導電動機2の誘導起電力を制御するためのものであり、両者が一致する時に最も良好な制御性能が得られる。ところが、前述のように、インバータ1にはオンドレイイ時間とスイッチング素子のターンオフ時間の電流依存性によるインバータ1の出力電圧低下がある。さらに、インバータ1と誘導電動機2の配線抵抗及び誘導電動機2の巻線抵抗による電圧降下によつて誘導電動機2へ供給される電圧が低下する。

これを第3図を用いて説明する。インバータ1のオンドレイイ時間とスイッチング素子のターンオフ時間の電流依存性による電圧低下をE( $i_{d..}$ )、

次に誘導電動機2の運転時の動作を説明する。誘導電動機2の運転時には、スイッチ回路24は第1回示のb側に切換えられ、電圧指令信号 $v_{d..}^0$ は $v_{d..} + \Delta v_{d..}$ 、 $v_{d..}^0$ は $v_{d..} - \Delta v_{d..}$ 、 $v_{d..}^0$ は $v_{d..} + \Delta v_{d..}$ が出力される。比較器4U、4V、4Wは電圧指令信号 $v_{d..}^0$ 、 $v_{d..}^0$ 、 $v_{d..}^0$ と搬送波信号とを比較してPWMパルスを出力する。電圧指令信号 $v_{d..}^0$ 、 $v_{d..}^0$ 、 $v_{d..}^0$ は、インバータ1の出力電流 $i_{d..}$ 、 $i_{d..}$ 、 $i_{d..}$ を電流検出器3U、3V、3Wで検出し、出力電流 $i_{d..}$ 、 $i_{d..}$ 、 $i_{d..}$ の大きさと極性に対応する閾値発生器9U、9V、9Wの出力 $\Delta v_{d..}$ 、 $\Delta v_{d..}$ 、 $\Delta v_{d..}$ と、電圧指令回路8の電圧指令パルス信号 $v_{d..}^0$ 、 $v_{d..}^0$ 、 $v_{d..}^0$ とのベクトル加算によつて求める。これを第5図を用いて説明する。ここでは、U相について述べる。V相とW相はU相と全く同様にして制御できる。

第5図(a)はインバータ1の電圧指令パルス信号 $v_{d..}^0$ とインバータ1の出力電流 $i_{d..}$ を時間tに対して示したものである。第5図(b)はインバ

電動機2と配線のインダクタンスと抵抗をL、Rで表わすと、第3図の等価回路が求まる。この等価回路より、直流電圧指令 $V_{d..}$ に対する直流電流 $i_{d..}$ の関係式は次式である。

$$V_{d..} = R \cdot i_{d..} + E(i_{d..}) \quad \dots \dots \dots (1)$$

これより、 $V_{d..}$ はインバータ1の電圧指令パルス信号と誘導電動機2の誘導起電力との偏差に等しいことがわかる。

そこで、直流電圧指令回路26より直流電圧指令 $V_{d..}$ の大きさを変えながら、インバータ1を用いて誘導電動機2に直流電流 $i_{d..}$ を流し、メータ30、31により直流電圧指令 $V_{d..}$ の大きさと直流電流 $i_{d..}$ の大きさの関係を測定し、閾値発生器9U、9V、9Wに直流電流 $i_{d..}$ の大きさに対する直流電圧指令 $V_{d..}$ の大きさを設定する。

第4図に $V_{d..}$ に対する $i_{d..}$ の特性の一例を示す。

この結果、閾値発生器にはインバータ1のオンドレイイ時間とスイッチング素子のターンオフ時間の電流依存性を考慮した電圧低下及び電動機2の巻線抵抗と配線抵抗による電圧低下が記憶される。

タ1を用いて誘導電動機2に直流電流 $i_{d..}$ を流して測定した直流電圧指令 $V_{d..}$ に対する直流電流 $i_{d..}$ の特性(閾値発生器9Uに記憶された特性)である。誘導電動機2の運転中には電流検出器3Uによって出力電流 $i_{d..}$ を検出し、この電流の大きさと極性に対応した直流電圧指令 $V_{d..}$ を閾値発生器9Uより出力させる。インバータ1の出力電流 $i_{d..}$ は第5図(a)に示すように交流であり、出力電流 $i_{d..}$ に対応した直流電圧指令 $V_{d..}$ を与える閾値発生器9Uの出力信号 $\Delta v_{d..}$ は、第5図(c)に示すような交流信号が得られる。閾値発生器9Uの出力信号 $\Delta v_{d..}$ はインバータ1の出力電流 $i_{d..}$ に対するオンドレイイ時間とスイッチング素子のターンオフ時間の電流依存性を考慮した電圧低下及び誘導電動機2の巻線抵抗と配線抵抗による電圧低下分である。そこで、電圧指令回路8の出力信号である電圧指令パルス信号 $v_{d..}^0$ に閾値発生器9Uの出力信号 $\Delta v_{d..}$ を加算して電圧指令信号 $v_{d..}^0$ を作り、インバータ1を動作させる。第5図(d)に電圧指令信号 $v_{d..}^0$ を示す。

このようにして、インバータ1のオンデレイ時間とスイッチング素子のターンオフ時間の電流依存性を考慮した電圧低下及び誘導電動機2の巻線抵抗と配線抵抗による電圧低下分を含めて補償できるので誘導電動機2の誘導起電力は電圧指令パターン信号(正弦波)と良く一致する。その結果、トルク低下及び従来のインバータ出力電圧の波形歪に伴うトルクリブル、不安定現象を防止することができる。

第6図は本発明の他の実施例であり、デジタル制御装置への適用例を示す。第1図と同一物には同じ番号を付しているので説明を省略する。

誘導電動機2のU相とV相及びW相の1次電流 $i_{1U}$ ,  $i_{1V}$ ,  $i_{1W}$ (インバータ1の出力電流)は電流検出器3U, 3V, 3Wによって検出される。電流検出器3U, 3V, 3Wの検出電流 $i_{1U}$ ,  $i_{1V}$ ,  $i_{1W}$ はそれぞれアナログ・デジタル変換器12に加えられる。

デジタル演算回路20は、演算処理を行うプロセッサ13と制御プログラムを記憶したプログ

れぞれ加算し、バス18を介して入出力ポート16より出力する。入出力ポート16より出力された電圧指令信号はデジタル・アナログ変換器21へ加えられる。

次にその動作を第7図、第8図を参照して説明する。

まず、誘導電動機2の運転に先立つて、インバータ1を用いて誘導電動機2に直流電流 $i_{d0}$ を流し、誘導電動機2の誘導起電力とインバータ1の電圧指令パターン信号との誤差を補償するためのデータ(直流電圧指令 $V_{d0}$ の大きさ)をデータメモリ15に設定する方法を説明する。インバータ1を用いて誘導電動機2に直流電流を流す原理は第1図の実施例と同じであるので説明を省略する。

第7図に示すように、ブロック7aにてインバータの出力周波数指令 $f$ を0(直流)に、直流電圧指令 $V_{d0}$ を0に初期設定する。ブロック7bにてインバータ1の直流電流 $i_{d0}$ を0から定格電流まで可変するための直流電圧指令の増分値

ラムメモリ14とデータを記憶するためのデータメモリ15と入出力ポート16, 17とカウンタ19及びこれらを接続するアドレス・データバス18で構成される。プロセッサ13はプログラムメモリ14の処理手順に従い、誘導電動機2の運転に先立ちインバータ1を用いて誘導電動機2に直流通電流を供給して直流通電圧指令と直流通電流の特性(第4図示の特性)を測定し、その結果をデータメモリ15に蓄積する。その後、プロセッサ13はプログラムメモリ14の処理手順に従い、誘導電動機2の運転時には、越圧一周波数変換器28の出力信号を計数するカウンタ19の値をバス18を介して読み取り、誘導電動機2の誘導起電力の電圧指令パターン信号 $v_{d0}^+$ ,  $v_{d0}^-$ ,  $v_{d0}^0$ を演算し、さらにインバータ1の出力電流を入出力ポート17より読み込み、その大きさと極性に応じた電圧低下分を補正する電圧指令値 $\Delta v_{d0}^+$ ,  $\Delta v_{d0}^-$ ,  $\Delta v_{d0}^0$ をデータメモリ15よりバス18を介して読み出し、先に演算した電圧指令パターン信号 $v_{d0}^+$ ,  $v_{d0}^-$ ,  $v_{d0}^0$ に $\Delta v_{d0}^+$ ,  $\Delta v_{d0}^-$ ,  $\Delta v_{d0}^0$ をそ

$\Delta V_{d0}$ とデータを格納するデータメモリ15の先頭基地Mを設定する。ブロック7cにてデータメモリ15の内容を0にクリアする。ブロック7dにてU相の電圧指令 $v_{d0}^+ = V_{d0}^+$ 、V相の電圧指令 $v_{d0}^- = -V_{d0}^-$ 、W相の電圧指令 $v_{d0}^0 = 0$ に設定し、バス18を介して入出力ポート16より出力する。

ブロック7eにて直流電圧指令 $V_{d0}$ に対するインバータ1の出力電流 $i_d$ を電流検出器3Uで検出してアナログ・デジタル変換器12でデジタル変換した信号Iを入出力ポート17よりバス18を介して取り込む。ブロック7fにてインバータ1の出力電流I(デジタル値)が定格電流であるか否かを判定する。出力電流Iが定格電流以下であれば、ブロック7gにてデータメモリ15のM+I番地へ直流電圧指令 $V_{d0}$ をバス18を介して書き込む。

ブロック7hにて直流電圧指令 $V_{d0}$ を直流電圧指令の増分値 $\Delta V_{d0}$ だけ増加して新しい直流電圧指令 $V_{d0}$ を演算し、ブロック7dに戻り繰

り返す。

ブロック7 fにてインバータ1の出力電流Iが定格電流以上であれば、ブロック7 iにてデータメモリ15の書き込みがなされなかつた番地の内容を補間法によつて求め、バス18を介して書き込む。さらに、負極性の電流方向に対するデータメモリの内容を作るために、ブロック7 jにて正極性のデータをバス18を介して読み出して負極性に符号反転してバス18を介してデータメモリ15に書き込む。

以上で誘導電動機2の運転に先立つ処理が終了し、引続き誘導電動機2の運転に入る。

次に、誘導電動機2の運転時の動作を説明する。第8図に示すように、ブロック8 aにて速度指令回路29の出力信号を電圧一周波数変換器28を介してパルス列に変換した信号をカウンタ19で計数し、バス18を介して取り込み誘導電動機2の誘導起電力の電圧指令パターン信号 $v_u^\circ$ ,  $v_v^\circ$ ,  $v_w^\circ$ の振幅値を演算する。

ブロック8 bにてインバータ1の出力電流 $i_u^\circ$ ,

アドレスMを0とする)させれば、データメモリ15の内容を入出力ポートより直接にバス18を介して読み込むことも可能である。

本実施例によれば、第1図の実施例の効果を得られると共に、誘導電動機の運転に先立つ処理から運転までを巡回して行なえる。またこれによつて、インバータと誘導電動機の組合せを変更したような場合においても、第1図の実施例の効果が即座に得られる。

第9図は本発明の他の実施例であり、第6図のデジタル制御装置で実施する場合に適用することができる。第7図と異なる点はインバータ1の電圧指令を電流指令から演算する点である。

第9図に示すように、ブロック9 aにてインバータの出力周波数指令 $f^\circ$ を0(直流)に、直流電流指令 $i_{dc}^\circ$ を0に初期設定する。ブロック9 bにてインバータ1の直流電流 $i_{dc}^\circ$ を0から定格電流まで可変するための直流電流指令の増分値 $\Delta i_{dc}^\circ$ とデータを格納するデータメモリ15の先頭番地Mを設定する。ブロック9 cにてデータ

$i_u^\circ$ ,  $i_v^\circ$ を電流検出器3U, 3V, 3Wで検出し、アナログ・デジタル変換器12を介して出力電流のデジタル値 $I_U^\circ$ ,  $I_V^\circ$ ,  $I_W^\circ$ を入出力ポート17よりバス18を介して取り込む。ブロック8 cにて $I_U^\circ$ ,  $I_V^\circ$ ,  $I_W^\circ$ の大きさと極性に応じて先に記入あるデータメモリ15の内容を読み出し、それぞれを $\Delta v_u^\circ$ ,  $\Delta v_v^\circ$ ,  $\Delta v_w^\circ$ とする。

ブロック8 dにてブロック8 aで演算した電圧指令パターン信号 $v_u^\circ$ ,  $v_v^\circ$ ,  $v_w^\circ$ とブロック8 cで読み出した $\Delta v_u^\circ$ ,  $\Delta v_v^\circ$ ,  $\Delta v_w^\circ$ を加算する。ブロック8 eにて、ブロック8 dで演算した結果をバス18を介して入出力ポート16より出力する。

以上のブロック8 bから8 eまでの動作を繰り返す。なお、本実施例では誘導電動機の運転時にもプロセッサ13を用いてデータメモリ15の内容を読み出す方法を述べたが、アナログデジタル変換器12の出力とデータメモリ15のアドレスを一一に対応(たとえばデータメモリの先頭

メモリ15の内容を0クリアする。

ブロック9 dにてU相の電流指令 $i_u^\circ = i_{dc}^\circ$ 、V相の電流指令 $i_v^\circ = -i_{dc}^\circ$ 、W相の電流指令 $i_w^\circ = 0$ に設定する。ブロック9 eにてブロック9 dで設定した電流指令からU相、V相、W相の電圧指令を演算する。但し、初回の演算ではインバータ出力電流の検出値は0でよいので、電流検出はブロック9 fで行う。ブロック9 eにおける電圧指令の演算式は比例、積分であり次式である。

$$v_u^\circ = \left( P + \frac{K}{S} \right) (i_u^\circ - I_U^\circ)$$

$$v_v^\circ = \left( P + \frac{K}{S} \right) (i_v^\circ - I_V^\circ)$$

$$v_w^\circ = \left( P + \frac{K}{S} \right) (i_w^\circ - I_W^\circ)$$

Pは比例ゲイン、Kは積分ゲイン、1/Sは積分であり、各々制御系の必要応答から定めることができる。

電流指令から電圧指令 $v_u^\circ$ ,  $v_v^\circ$ ,  $v_w^\circ$ が演算されるとバス18を介して入出力ポート

16より出力される。ブロック9 fにてブロック9 eの電圧指令値に対するインバータ1の出力電流*i<sub>1</sub>*, *i<sub>2</sub>*, *i<sub>3</sub>*を電流検出器3 U, 3 V, 3 Wで検出してアナログ・デジタル変換器12でデジタル変換した信号I U, I V, I Wを出入力ポート17よりバス18を介して取り込む。ブロック9 gにてインバータの出力電流*i<sub>1</sub>*, *i<sub>2</sub>*, *i<sub>3</sub>*が電流指令*i<sub>1</sub><sup>\*</sup>*, *i<sub>2</sub><sup>\*</sup>*, *i<sub>3</sub><sup>\*</sup>*に一致しているか否か判定する。出力電流*i<sub>1</sub>*, *i<sub>2</sub>*, *i<sub>3</sub>*が指令値*i<sub>1</sub><sup>\*</sup>*, *i<sub>2</sub><sup>\*</sup>*, *i<sub>3</sub><sup>\*</sup>*と一致しない場合には、ブロック9 eに戻り、一致するまで電圧指令v<sub>u<sup>\*</sup></sub>, v<sub>v<sup>\*</sup></sub>, v<sub>w<sup>\*</sup></sub>の演算を修正して繰り返す。

ブロック9 gにて出力電流*i<sub>1</sub>*, *i<sub>2</sub>*, *i<sub>3</sub>*が指令値*i<sub>1</sub><sup>\*</sup>*, *i<sub>2</sub><sup>\*</sup>*, *i<sub>3</sub><sup>\*</sup>*に一致した場合には、ブロック9 hにてデータメモリ15のM+i<sub>1</sub><sup>\*</sup>番地へブロック9 eで演算した電圧指令v<sub>u<sup>\*</sup></sub>をバス18を介して書き込む。

ブロック9 iにて直流電流指令*i<sub>d<sup>\*</sup></sub>*が定格電流以下であるか否かを判定する。直流電流指令

なくすことができる。

以上、本発明の実施例を固定子側の電流を制御の基準にした固定子座標系で説明したが、先頭の昭59-173713号に述べたような回転子側の電流を制御の基準にした回転子座標系を用いてベクトル制御装置に用いることもできる。すなわち、固定子側の3相電流を2相電流に変換して、この2相電流の大きさと極性に応じてデータメモリの内容を読み出し、回転子座標系での2相分の制御指令値に加算するなどして実施でき、これによつても本発明の効果が得られることは明らかである。

#### 〔発明の効果〕

本発明によれば、電圧検出器を用いないので構成が簡単であり、低周波数の領域において、検出精度が低下する問題がない。また、配線及び電動機の一次抵抗の電圧降下並びに、オンデレイによるインバータの内部電圧降下が補償されるので、低速低周波で安定した制御が行え、低周波運転でも電動機に印加される電圧の低下が防止されるので、トルク低下が生じない。

*i<sub>d<sup>\*</sup></sub>*が定格電流以下であれば、ブロック9 jにて直流電流指令*i<sub>d<sup>\*</sup></sub>*を直流電流指令の増分値*d i<sub>d<sup>\*</sup></sub>*だけ増加して新しい直流電流指令*i<sub>d<sup>\*</sup></sub>*を演算し、ブロック9 dに戻り繰り返す。

ブロック9 iにて直流電流指令*i<sub>d<sup>\*</sup></sub>*が定格電流以上であれば、ブロック9 kにて負極性の電流方向に対するデータメモリ15の内容を正極性のデータをバス18を介して読み出して負極性に符号反転してバス18を介してデータメモリ15に書き込む。

以上で説明電動機2の逆転に先立つ処理が終了し、引続き説明電動機2の逆転に入る。説明電動機2の逆転は第8図と同様であるので説明を省略する。

本実施例によれば、第1図、第6図の実施例の効果が得られると共に、データメモリ15のメモリ番地がM+i<sub>1</sub><sup>\*</sup>で与えられるので、書き込み内容が欠けることがなく、第7図示のブロック7 iの補間を行う必要がなくなり、プロセッサの負担が緩和できるばかりでなく補間に伴う誤差を

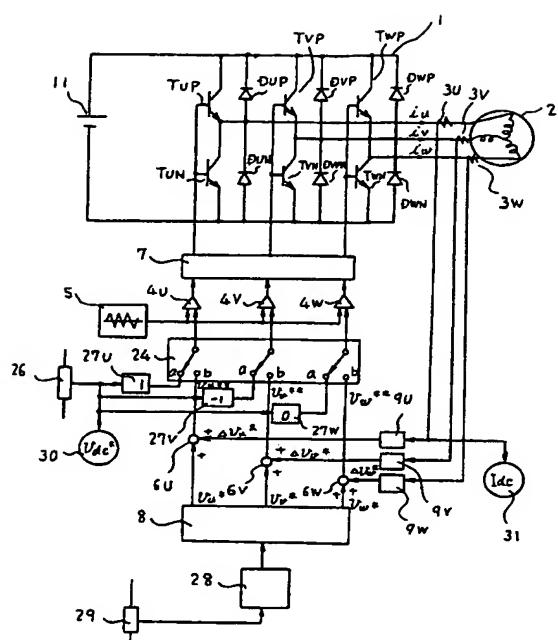
#### 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例を示すPWMインバータ装置の回路構成図、第2図はPWMインバータの動作を説明する動作波形図、第3図は本発明の動作原理を説明する回路構成図、第4、第5図は本発明の動作原理を説明する特性曲線図、第6図は本発明の他の実施例を示すPWMインバータ装置の回路構成図、第7、第8図は本発明における演算処理内容のフローチャート、第9図は本発明の他の実施例における演算処理内容のフローチャートである。

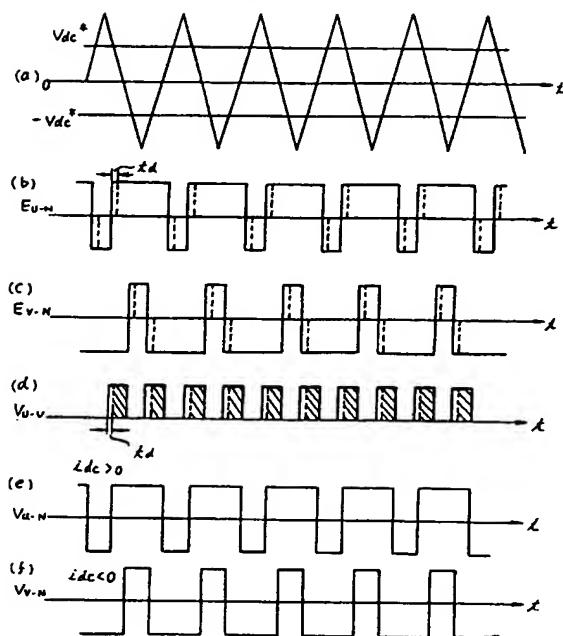
1…インバータ、2…説明電動機、3…電流検出器、13…プロセッサ、9…障害発生器、15…データメモリ。

代理人弁理士小川勝男

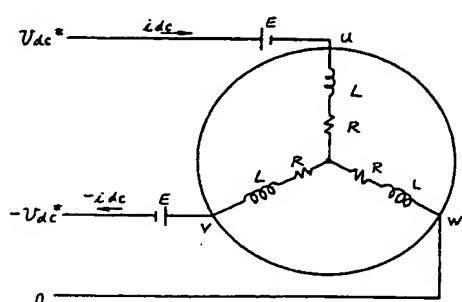
第 1 図



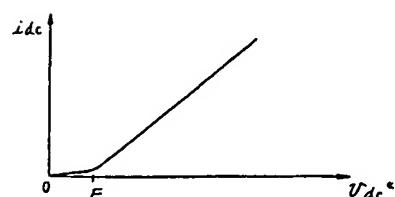
第 2 図



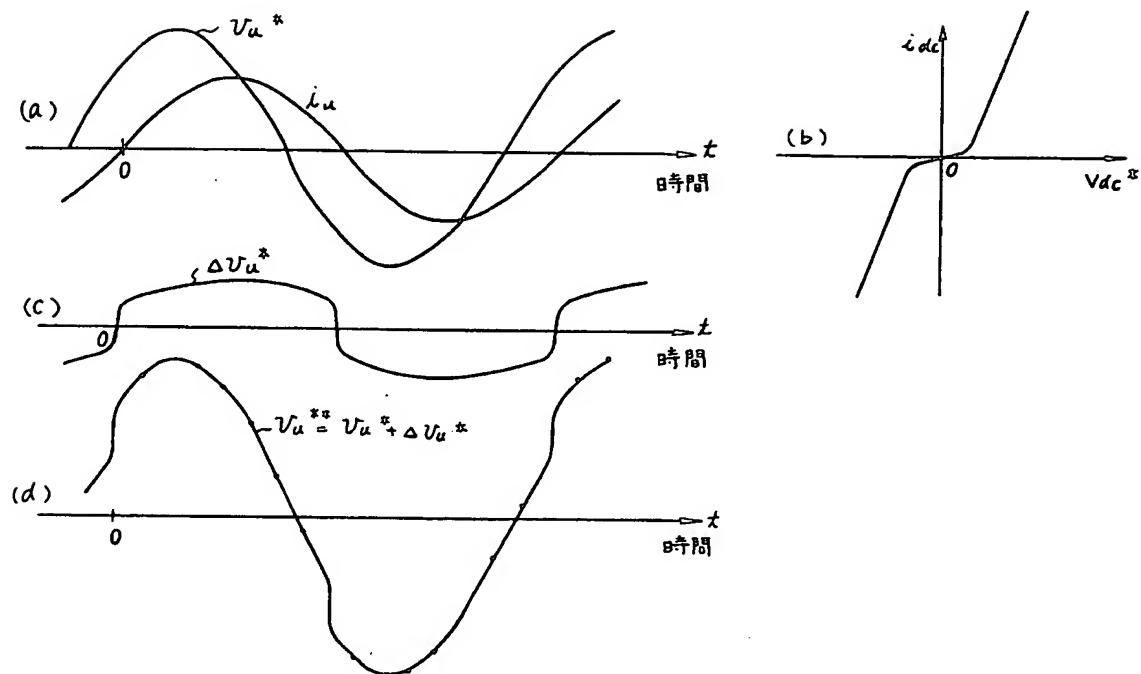
第 3 図



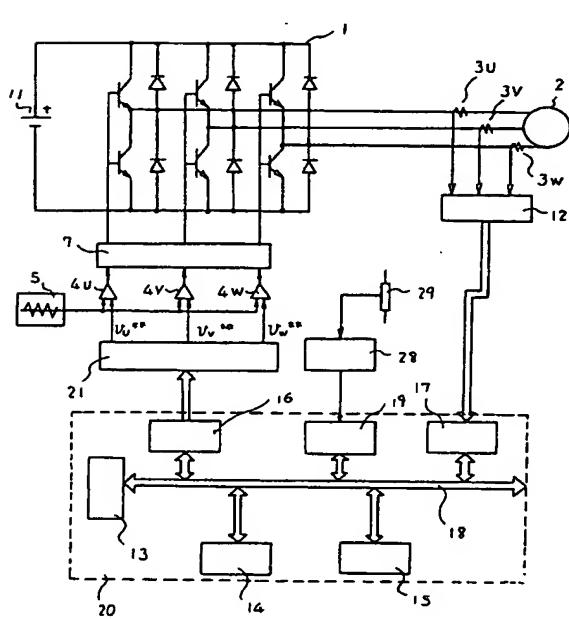
第 4 図



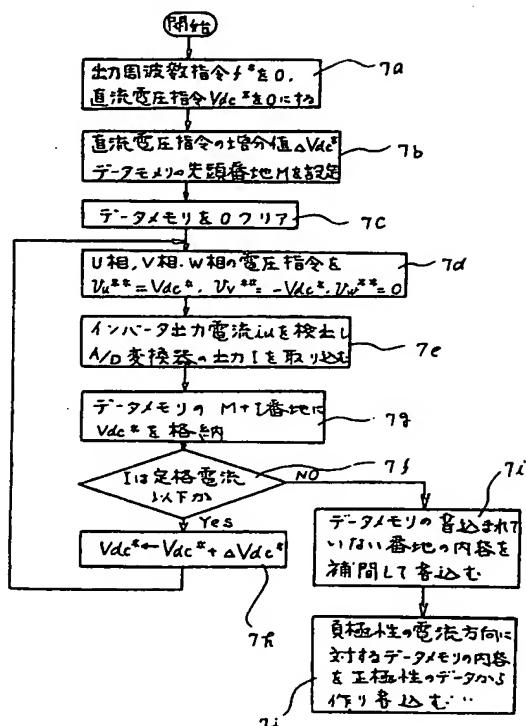
第 5 図



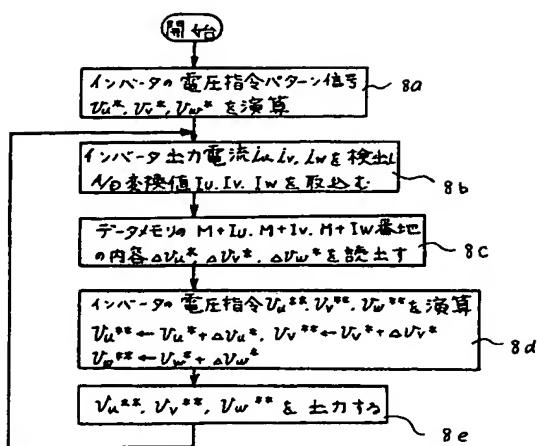
第 6 図



第 7 図



第 8 図



第 9 図

